琉球大学学術リポジトリ

McMurray形サイリスタ・インバータによる三相誘 導電動機の速度制御

メタデータ	言語: Japanese
	出版者: 琉球大学理工学部
	公開日: 2013-10-04
	キーワード (Ja):
	キーワード (En):
	作成者: 親盛, 克治, Oyamori, Katsuji
	メールアドレス:
	所属:
URL	http://hdl.handle.net/20.500.12000/27715

McMurray形サイリスタ・インバータ による三相誘導電動機の速度制御

親 盛 克 治*

Speed Control of the 3 phase Induction Motor by McMurray- tepy Thyristor Inverter

Katsuji, OYAMORI

For the methodes of speed control of induction motor have been used 1) change poles, 2) variable of the secondary resisance, 3) altering frequency of the source voltage. Method 1 is narrow range speed control of motor, method 2 use for only winding type induction motor, method 3 use for squirrel-cage and winding type, and range of speed control is wide.

Such a method of control can be realized by using of McMurray type thyristor inverter.

In this peper is written as follow:

- 1. The motor speed can be easily adjusted by altering the frequency of the ring counter which drive thyristor gates.
- 2. Braking of squirrel-cage type motor is available through the feed back diodes.
- 3. Reverse running can be feasible by the change of gates pulse sequence of the ring counter.

1. 諸 营

三相誘導電動機の速度Nは、N=120f/P・(1一S)で与えられ、その速度制御方法として、1)極数Pのきりかえ、2)2次抵抗桶入による、すべりSの変化、3)電源周波数の可変、の三つの方法がある。1)は2~3段のきりかえしかできず、広範囲の速度制御には不向きである。2)は従来広く用いられてきた方法であるが、これは、巻線形にしか適用できない不便さがあり、その上すべりSの大きい低速度運転には、効率の低下をまねくという欠点がある。3)は設備費の高価という点で、特殊な場所にしか用いられな

受付:1972年11月20日

* 琉球大学短期大学部電気工科

かった。

最近サイリスタ技術がとみに進歩し、改良形インバータ回路などの出現によって、サイリスタイバータを 三相誘導電動機の駆動源とし、そのゲートパルスの周 波数を制御することにより、電動機の速度が容易に且 つ直線的にかえられ、その上制御の範囲も広く経済性 も高い。サイリスタの点弧順序をかえれば、従来の二 線きりかえ方式に比べ、容易に逆転も可能となる。更 にこの方式は、巻線形のみならず、かご形にも適用で きる利点をもつ。

本稿では、McMurray 形インバータを 試作し、これによりかご形電動機の速度制御を行い、その結果について考察したものである。

2. 回路構成および動作原理

2-1. 主回路および記号説明

図1はMcMurray形サイリスタ・インバータの主回 路および記号を説明したものである。

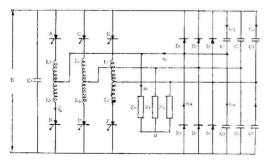


Fig 1 Mc Murray type thyristor inverter main circuit

2-2. 回路動作

図1において、ゲートパルスgA~gDは6個で1 サイクルをなし、サイリスタはAFCBEDの順に点 孤する。各サイリスタは180度ずゞ通電し、残り180度 はoff状態を保つ。

図2はその順序を示したものである。

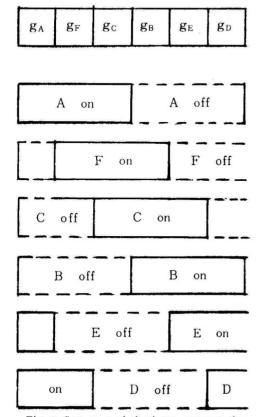


Fig 2 Sequence of thyristor commutation

はじめにA,EとDが 通電しているとしよう。 g_A より60度おくれのパルス g_F により,Fがon状態となり, C_2 の放電々流および C_5 の充電々流により, L_F に起電力を誘起し,サイリスタEはoffとなり,Eと Fの通電が入れかわる。その時通電は,電源(+) $\rightarrow A$ \rightarrow 負荷 $\rightarrow F$ \rightarrow 電源(-) の順となる。次に g_A より120 度おくれのパルス g_C により,サイリスタCがonとなり Dがoffして通電がいれかわる。その結果電源(+)A,C \rightarrow 負荷 $\rightarrow F$ \rightarrow 電源(-) の順となる。1 サイクルにつき,各サイリスタの転流の項序を示したのが図3である。

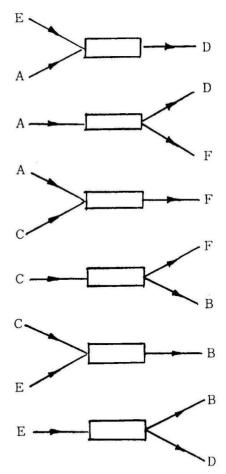


Fig 3 Seuence of thyristor commut ation in the period.

その結果負荷側には、図4、5にみるような、相電 圧Vuo、VvoVwoと線路電圧Vuv、Vvw、Vwuが得 られる。この電圧のフーリェ展開式は(1)式で示され、

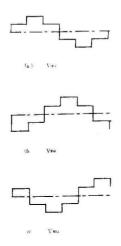


Fig 4 Phase voltage

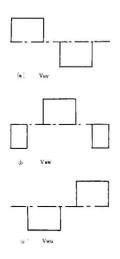


Fig 5 Line voltage

$$v(t) = 4 E/\pi \cdot (\sin \omega t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \cdots$$
 (1)

第3 およびその奇数倍調波を除去した出力電圧が得られる。

力率の悪い誘導負荷における,サイリスタAからBへの転流を,その1サイクルについてみると図6のよりになる。

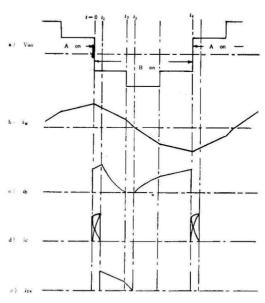


Fig 6 Voltage and current waveforms in the period.

まずBが点弧すると、C4の放電およびC1の充電 々流により、LBに起電力が誘起され、A がoffとな る。LBの誘起電圧により、帰還ダヤオードD4は逆 バイアス状態となって通電しないが、ic=ic4 +ic1 = 0に達するt = t1 おいて、 D_4 は通電し $t1 \sim t_3$ の 間におくれ電流を電源に返送する。この場合t=t1 において、LBに蓄えられたエネルギーは、 $B \rightarrow D4$ →LBを通して消費される。この電流がOとなった 後, D4 が i u を流す期間 t 2 ≤ t ≤ t 3 で B は 逆 バ イアスとなり、Bの電流iBはOとなる。iuの方向 が反転する位相 t = t3 で、Bは再び通電を始め、逆 方向の負荷電流をt3≤t4の間に流す。図6からも わかるように、重誘導負荷の場合一旦onになったサ イリスタの電流iBは、除中でOになり再度これをon するには、ゲートパルス巾として60~90度のものを必 要とする。

D1~D6 は帰還ダイオードで、負荷力率が悪くなることにより、負荷の蓄積エネルギーを電源に返送するためのものである。これを附加することにより、広範囲に力率の変化する負荷に対しても、確実に転流が行われ、又電力の回生ができ経済的である。写真しは

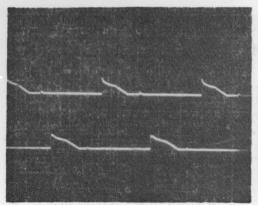


Photo. 1 Feedback current uper; ID1 lower; ID3

60度のパルスとして取り出される。リングカウンタのシフトパルスとして、図8に示す無安定マルチを用いた。無安定マルチの出力g1をTR1, TR3, TR5 のベースに、g2をTR2, TR4, TR6 のベースに夫々加える。

FF回路にEBを印加すると、まず初段のFFのみ "I" (左側トランジスタonで右側off) を保つ。(この状態は、図7において $R1=5\,R2$ にえらぶことにより得られる。) TR1, TR3, TR5 のベースに正パルスg1 を並列に加えると、初段のFFのみ "1" から "O" (左側oFFで右側on) に反転し、TR3, TR5 は元の状態"O"を維持する。TR1 のoffにより、TR2 のベース電位がかわり、"O" から"I" に反転

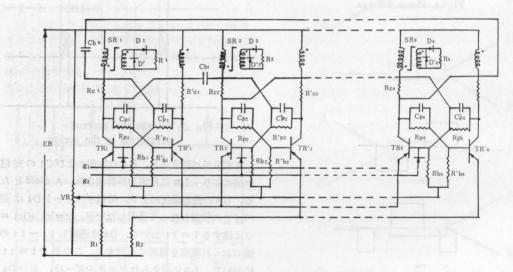


Fig 7 Transistor ring counter circuit

電力回生が行なわれた場合の,ダイオード D4 を流 れる電流である。

3. 可変周波数用ゲート回路

3-1. リングカウンタ

三相インバータの周波数制御には、6相可変周波数パルスを必要とする。この方式には、UJTを用いた馳 張発振回路により駆動する、6段のトンネルダイオード方式や、サイリスタ又はトランジスタ・フリップフロップ(FFと略記)によるリングカウンタ方式がある。本稿では後者を採用した。

図7に示すように、6段のリングカウンタ出力は、

する。これは次のシフトパルス g_2 がそのベースに加わるまでその状態を保つ。 g_2 は TR_2 , TR_4 , TR_6 のベースに並列に加わるが, TR_2 のみ反転し他は元の状態にある。かくしてシフトパルス g_1 , g_2 が変互に入るたびに,出力側から g_1 0度巾のパルスが得られる。

3-2. パルストランスとの組合わせ

三相インバータに用いるサイリスタは、夫々独立に 点孤させる必要がある。(即ちカソードが共通できな い)。6相の夫々絶縁されたパルスを得るために,図7 に示すようにコレクタと直列に可飽和磁心SR1~SR6 を挿入し、その二次パルスを点孤用として用いる。写真

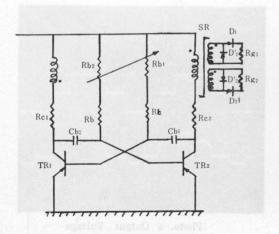


Fig 8 A-stable multi vibrator

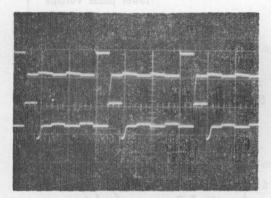


Photo. 2 Gate pulse upper; VgA lower; VgF

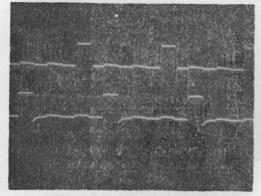


Photo. 3 Gate pulse upper; V_{gA} lower V_{gC}

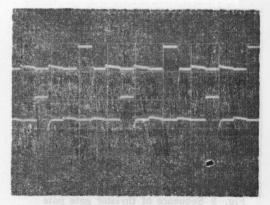


Photo. 4 Gate pulse upper; VgA lower; VgB

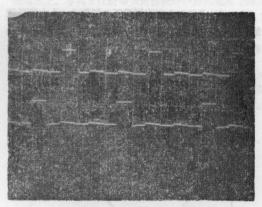


photo. 5 Gate pulse upper; VgA lower; VgE

2~5はgAを基準とたゲートパルス波形である。

3-3. インバータの逆転制御

三相誘導電動機の逆転には、サイリスタの点孤順序をかえることにより容易に行える。高速運転時の電動機を逆転させるには、プラッギング電流が大きいので、周波数を減じ急速に回生制動を行わせながら減速し、低速となった時点で逆転スイッチの切りかえを行えば、安定で且つ逆転時間を短縮できる。図9は切換スイッチ投入前後のゲートバルスの相順を示したものである。

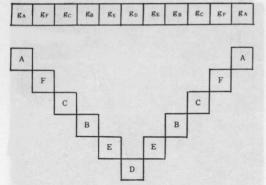


Fig. 9 Sequence of thyistor gate pute pulse when before and after inverse running switch on.

4. 実験結果及び考察

4-1. 入力電圧対出力電圧特性

インバータにおる交流側電圧の制御は,入力側直流電圧の可変により容易に行い得る。 図10はVdc-Vac特性を示したものである。

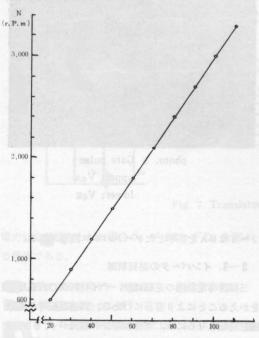


Fig 10 Output volage for input voltage

通電時のサイリスタ及び転流リアタンス降下は、Vdc =1000(V)に対いて26(V)にも達する。写真 6 は抵抗負荷接続時の相電圧、線路電圧を示したものである

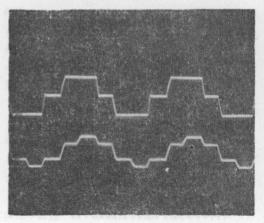


Photo. 6 Output Voltage
upper; line voltage
lower phase Voltage

4-2. 出力電流対入力電流特性

抵抗負荷を接続し、周波数をパラメータとしたlacldc特性を図11に、又誘導負荷の場合の同様の特性を 図12に示す。両者共周波数の増加に対し、電源容量の

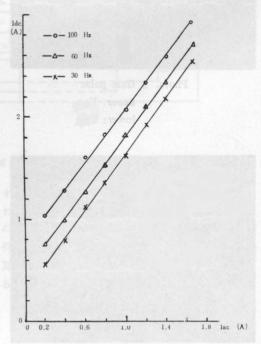


Fig 11 Input current for output current (connecting resistance load)

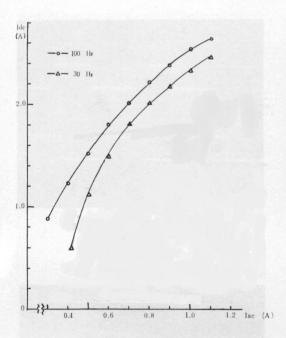


Fig. 12 Input current for output current (conneting inductive load)

大きいことを要している。これは周波数増には対し, サイリスタの転流損失や転流リアクトルの電圧降下の 増大のためである。写真は低抗負荷接続時の相電圧と

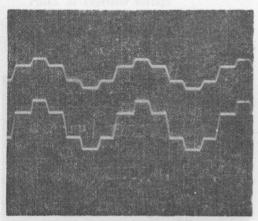


Photo. 7 Phase voltage and current (resitance load) upper; Vuo

lower; Iu

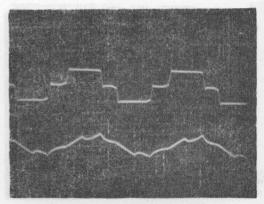


Photo 8 Phase voltage and current (inductive load) upper; Vuv lower; Iu

相電流を、写真8は誘導負荷接続時の線路電圧と線路 電流を示す。抵抗負荷に比べ誘導負荷はその電流がよ り正弦波に近づく。

4-3 帰還ダイオードの効果

誘導負荷時において,負荷に蓄積されたエネルギーは電源側に返送され,その効率を高める。図13は抵抗負荷および誘導負荷接続時のIacーIdc特性を示す。

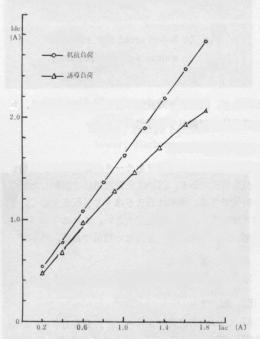


Fig 13 Input current for output current (conneting resisance and inductive load)

誘導負荷の入力電流は,出力電流1.8(A)において24%減少している。

4-4 周波数対回転速度

図14は周波数可変時の回転子速度の変化を示したも

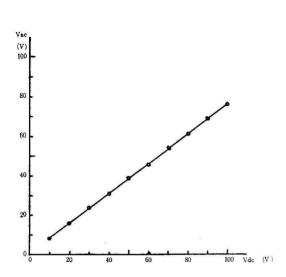


Fig. 14 Rotor speed for variable sourse voltage frequency

のである。同図より周波数可変範囲は極めて広く,且 つ直線的な制御ができ理想的である。

4-5 負荷特性

図15は試作インバータをモータの駆動源とした場合の負荷特性であり、図16は正弦波電圧で駆動した場合の特性である。効率は後者がほゞ5%程度大きく、すべりは前者がほゞ2%程度大きい。これはインバータ波形が矩波のためやむを得ない結果である。

4-6 各部波形

写真9~14に回路各部の電圧,電流波形を示す。

5, 結 含

McMurray形直列インバータは、負荷力率のいかんを問わず転流用のL,C値をかえることなく.しかも効率をあまり犠牲にせずに動作周波数を広範囲にかえることができる。その周波数制御は、リングカウンタの

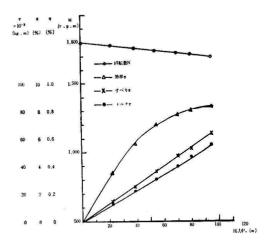


Fig. 15 Load characteristic curve (Inverter voltage)

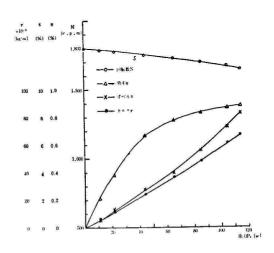


Fig. 16 Load characteristic curve (sine wave voltage)

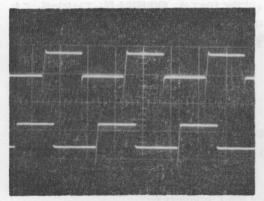


Photo. 9 Thyistor voltage upper; VA lower; Vc

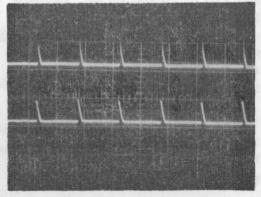


Photo. 12 Commutation reactor
Voltage
upper; VLA
lower; VLB

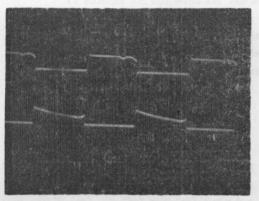


Photo. 10 Thyristor voltage and curent (inductive load) upper; VA lower; IA

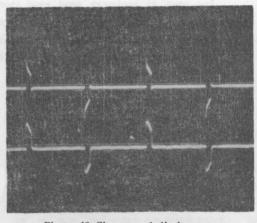


Photo. 13 Charge and discharge current upper; charge current lower; discharge current

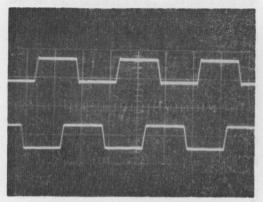


Photo. 11 Feedback diod voltage upper; VD1 lower; VD3

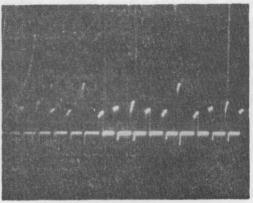


Photo. 14 Input current

周波数をかえることで容易に行えるし, 又電動機印加電圧も直流電圧の可変により容易に行い得る。

誘動機減速の際,周波数を急にさげると,すべり S が負となりそのトルクは制動力として働きエネルギーは電源側に返送されて効率を高め,極めて好都合である。

上述のように種々の利点をもつが、欠点としては波形に高調波分を含むことによる騒音、効率の低下等がある。定格出力時の電動機効率は、正弦波電圧による駆動に比べ、効率力率共に2%低下し、電流は5.5% (1) 増加すると報告されている。

本稿においては、動作解折を行っていないが、これ はおって報告する予定である。おわりに文献を引用さ せていただいた佐藤先生に深くお礼申しあげます。

油 文

- 1) 佐藤, 重里; 東芝レビュー (18巻7号)
- 2) 茂木晃; インバータ・コンバタ
- 3) 川又晃; パルス応用回路
- 4) 佐藤則明; 電学誌Vol. 84-5 No. 908
- 5) 佐藤, 関; 電学誌Vol. 85-4, No. 919
- 6) 佐藤; 電学誌Vol. 85-2, No. 917